

(19) 日本国特許庁 (J P)

## (12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開平8-298682

(43) 公開日 平成8年(1996)11月12日

(51) Int.Cl. <sup>6</sup>	識別記号	庁内整理番号	F I	技術表示箇所
H 0 4 Q	7/36		H 0 4 B 7/26	1 0 4 A
H 0 4 B	7/26		H 0 4 L 7/00	F
H 0 4 L	7/00		7/10	
	7/10		H 0 4 B 7/26	N

審査請求 未請求 請求項の数19 O L (全 16 頁)

(21) 出願番号 特願平7-103438

(22) 出願日 平成7年(1995)4月27日

(71) 出願人 000005108

株式会社日立製作所

東京都千代田区神田駿河台四丁目6番地

(72) 発明者 石藤 智昭

東京都国分寺市東恋ヶ窪1丁目280番地

株式会社日立製作所中央研究所内

(72) 発明者 石井 源一

東京都国分寺市東恋ヶ窪1丁目280番地

株式会社日立製作所中央研究所内

(72) 発明者 足立 修一

神奈川県海老名市下今泉810番地 株式会

社日立製作所オフィスシステム事業部内

(74) 代理人 弁理士 小川 勝男

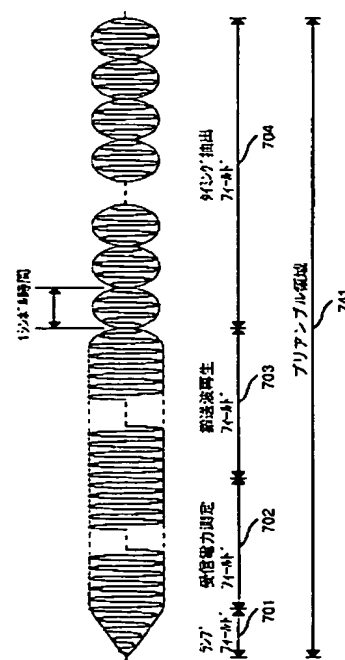
(54) 【発明の名称】 無線通信システムおよび通信装置

(57) 【要約】

【目的】 多値直交振幅変調方式を用いた低速周波数ホッピング通信システムにおけるフレーム効率の向上と、長い通信フレームでもフレーム誤り率を小さくすることを目的とする。

【構成】 多値直交変調方式を用いた低速周波数ホッピング通信システムにおける通信装置の受信部が、通信フレームのプリアンプルに設けた無変調の第1フィールド部分で、受信増幅器のA G C動作と受信搬送周波数への同期処理を行い、シンボル時間毎に搬送波の位相が変化する第2フィールド部分で受信シンボルタイミングの抽出と同期処理を完了した後、後続する情報転送領域からの信号を復調する。

図 3



## 【特許請求の範囲】

【請求項 1】 プリアンブル領域と情報転送領域とからなる通信フレームによって他の装置と通信する無線通信装置において、

アンテナからの受信信号を増幅する受信増幅器の利得を各通信フレームのプリアンブル領域の第 1 部分において検出された受信信号の電力に応じて自動的に制御するための自動利得制御回路と、

上記受信増幅器からの出力信号と局部周波数とを入力とする周波数混合回路と、 上記周波数混合回路から出力される各通信フレームのプリアンブル領域の第 2 部分の信号から搬送波の周波数と位相を検出し、上記局部周波数を該搬送波に同期させるための搬送波同期回路と、  
上記周波数混合回路から出力される各通信フレームのプリアンブル領域の第 3 部分の信号からシンボルタイミング信号を抽出するためのタイミング抽出回路と、 上記周波数混合回路から出力される各通信フレームの情報転送領域の信号を上記タイミング抽出回路から出力されたタイミング信号に同期して復調するための信号復調回路とからなることを特徴とする無線通信装置。

【請求項 2】 前記周波数混合回路が直交振幅変調された受信信号から Q 成分と I 成分を分離して出力することを特徴とする請求項 1 に記載の無線通信装置。

【請求項 3】 前記局部周波数を予め決められたホッピングパターンに従って所定のタイミングで他の周波数にホップさせるための手段を備えたことを特徴とする請求項 1 または請求項 2 に記載の無線通信装置。

【請求項 4】 送信側装置が、プリアンブル領域と情報転送領域とからなる通信フレームを送信し、受信側装置が、上記通信フレームの情報転送領域の情報を上記プリアンブル領域から抽出したタイミング信号に同期して受信処理する無線通信システムにおいて、

上記通信フレームのプリアンブル部が第 1 部分と第 2 部分とからなり、

上記受信側装置が、

受信した通信フレームのプリアンブル領域の第 1 部分からの受信信号のパワーに応じて受信増幅器の利得を自動的に設定動作する自動利得制御手段と、

受信した通信フレームのプリアンブル領域の第 2 部分における受信信号からタイミング信号を抽出し、これに同期したシンボル周波数のクロックを発生するための手段と、

上記シンボル周波数のクロックに同期して、上記通信フレームの情報転送領域から送信情報を受信処理するための手段とを備えたことを特徴とする無線通信システム。

【請求項 5】 前記送信側装置が、複数の情報転送領域と各情報転送領域毎に設けられたプリアンブル領域とからなる通信フレームを送信し、

前記受信側装置が、受信した通信フレーム内の各プリアンブル領域毎に、前記自動利得制御動作とタイミング信

号の抽出動作とを行うことを特徴とする請求項 4 に記載の無線通信システム。

【請求項 6】 前記送信側装置が、前記通信フレームの情報転送領域において、送信搬送波を送信情報に応じて直交振幅変調するための手段を有し、

前記受信側装置が、

局部発振周波数を用いて前記受信増幅器の出力信号を直交振幅変調信号に変換するための手段と、

前記受信増幅器の自動利得制御動作の完了後に、前記通信フレームのプリアンブル領域の第 1 部分における受信信号から搬送波の周波数と位相を検出し、上記局部発振周波数を上記搬送波に同期させるための手段とを備えることを特徴とする請求項 4 または請求項 5 に記載の無線通信システム。

【請求項 7】 前記送信側装置が、前記通信フレームのプリアンブル領域の第 1 部分において送信搬送波を無変調で送出し、前記第 2 部分において搬送波をシンボル時間毎に位相変化させて送出するための手段を備え、

前記受信側装置が、各通信フレームのプリアンブル領域における無変調搬送波の受信結果から、前記自動利得制御動作と局部発振周波数の同期動作を行うことを特徴とする請求項 6 に記載の無線通信システム。

【請求項 8】 前記送信側装置が、前記通信フレームの送信搬送波の周波数を所定のホッピングパターンに従ってホップするための手段を備え、

前記受信側装置が、上記送信側装置と同期して、前記局部発振周波数を所定のホッピングパターンに従ってホップするための手段を備えることを特徴とする請求項 4 ～請求項 7 の何れかに記載の無線通信システム。

【請求項 9】 前記送信側装置が、1 つの通信フレームの送信期間中は同一周波数となるような低周波数ホッピングで前記送信搬送波の周波数をホップすることを特徴とする請求項 8 に記載の無線通信システム。

【請求項 10】 送信回路と受信回路とを備え、所定フォーマットの通信フレームによって他の通信装置と通信する無線通信装置において、

上記送信回路が、送信フレームのプリアンブル領域の第 1 部分で局部発振器から得られた搬送波を無変調で送信し、上記プリアンブル領域の第 2 部分で上記搬送波をシンボルタイミング信号で変調して送信するプリアンブル領域送信手段と、上記送信フレームの情報転送領域で送信情報を所定の変調方式で上記搬送波に乗せて送信する情報領域送信手段とを有し、

上記受信回路が、受信フレームのプリアンブル領域の第 1 部分における受信信号のパワーに応じて受信増幅器の利得を自動的に設定動作する自動利得制御手段と、受信フレームのプリアンブル領域の第 2 部分における受信信号からタイミング信号を抽出し、これに同期したシンボル周波数のクロックを発生するための手段と、上記シンボル周波数のクロックに同期して、上記受信フレーム

## 3

の情報転送領域から送信情報を受信処理するための手段とを備えたことを特徴とする無線通信システム。

【請求項 1 1】送信動作時に、前記プリアンプル領域送信手段と情報領域送信手段を 1 つの送信フレーム期間に交互に繰り返して動作させるための手段と、受信動作時に、受信フレーム内の各プリアンプル領域毎に、前記自動利得制御手段と前記クロック発生手段のタイミング信号の抽出動作とを行なわせるための手段とを備えたことを特徴とする請求項 1 0 に記載の無線通信装置。

【請求項 1 2】前記情報領域送信手段が、前記送信フレームの情報転送領域において、送信搬送波を送信情報に応じて直交振幅変調するための手段を有し、前記受信回路が、前記局部発振器からの局部発振周波数を用いて前記受信増幅器の出力信号を直交振幅変調信号に変換するための手段と、前記受信増幅器の自動利得制御動作の完了後に、前記受信フレームのプリアンプル領域の第 1 部分における受信信号から搬送波の周波数と位相を検出し、上記局部発振器の発振周波数を上記搬送波に同期させるための手段とを備えることを特徴とする請求項 1 0 または請求項 1 1 に記載の無線通信装置。

【請求項 1 3】前記プリアンプル送信手段が、前記送信フレームのプリアンプル領域の第 2 部分において搬送波をシンボル時間毎に位相変化させることを特徴とする請求項 1 1 に記載の無線通信装置。

【請求項 1 4】前記局部発振器の周波数を所定のホッピングパターンに従ってホップするための手段を備え、各フレームの送受信期間中は同一周波数となるような低周波数ホッピングで前記搬送波の周波数がホップされる特徴とする請求項 1 0 ～請求項 1 3 の何れかに記載の無線通信システム。

【請求項 1 5】複数の通信装置からなり、制御局となる 1 つの通信装置が生成する同期フレームを基準とするタイミングに同期して上記各通信装置が所定のホッピングパターンで送受信周波数を変化させ、送信側となる通信装置が、通信フレームのプリアンプル領域でタイミング信号によって搬送波を所定期間変調した後、情報転送領域で送信情報信号に応じて上記搬送波を直交振幅変調し、受信側となる通信装置が、受信フレームのプリアンプル領域からの受信信号によって受信準備を行った後、情報転送領域で受信した直交振幅変調信号から情報信号を復調するようにした周波数ホッピング方式の無線通信システムにおいて、

送信側の通信装置が、通信フレームのプリアンプル領域の第 1 期間中に、受信側装置における受信回路の AGC 制御および受信周波数同期のための搬送波を送信し、上記プリアンプル領域の第 2 期間中に搬送波をシンボルタイミング信号で変調して送信した後、上記通信フレームの情報転送領域で送信情報を送信し、受信側の通信装置が、上記搬送波送信フィールドからの

## 4

信号受信期間中に受信増幅器の AGC 動作と受信周波数の同期を完了させ、上記タイミング信号変調フィールドからの信号受信期間中にシンボルタイミングの抽出を行い、上記シンボルタイミングに同期して発生させたクロック信号に基づいて、上記情報転送領域における情報信号の受信動作を行うようにしたことを特徴とする無線通信方法。

【請求項 1 6】前記各通信装置が、1 つの通信フレーム期間中は同一の送受信周波数となるように低周波数で前記周波数ホッピングを行うことを特徴とする請求項 1 5 に記載の無線通信方法。

【請求項 1 7】前記送信側の通信装置が、前記プリアンプル領域の第 2 期間中にシンボル時間毎に搬送波の位相を変化させる形式で前記タイミング信号を送信し、受信側の通信装置が、搬送波の位相変化に基づいて受信シンボルタイミングを抽出することを特徴とする請求項 1 5 または請求項 1 6 に記載の無線通信方法。

【請求項 1 8】情報転送領域に先行するプリアンプル領域の先頭部に無変調の搬送波部分を含む通信フレームを用いて他の装置と通信する無線通信装置であって、受信フレームの先頭部に位置した無変調搬送波部分の受信期間中に、受信信号、を搬送波周波数の 4 倍周波数でオーバーサンプリングする第 1 手段と、オーバーサンプリングして得られた任意の連続した 2 サンプル値のうちの小さい方の値の  $1/2$  倍と大きい方の値との和を求めるための第 2 手段と、上記第 2 手段で得られた和の値と予め定められた閾値とを比較し、和の値が閾値より大きい場合は受信増幅器の利得を下げ、和の値が閾値より小さい場合は受信増幅器の利得を上げることによって、受信回路の出力を調整する利得制御手段とを有することを特徴とする無線通信装置。

【請求項 1 9】プリアンプル領域と情報転送領域とからなる通信フレームによって他の装置と通信する無線通信装置において、受信増幅器の自動利得制御回路を各通信フレームのプリアンプル領域の信号が受信される特定の期間に限って動作させ、その後は上記受信増幅器に固定利得で増幅動作させるための手段を備えたことを特徴とする無線通信装置。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【産業上の利用分野】本発明は、無線通信システムおよび通信装置に関し、更に詳しくは、複数の通信装置が、制御局の生成する通信フレームに同期したタイミングで周波数をホップする比較的低速の周波数ホッピング方式無線通信システムおよび通信装置に関する。

【0002】

【従来の技術】無線を用いた移動通信システムにおいては、不安定な無線区間伝送系を介して高品質の通信を行

## 5

う必要がある。不安定な無線区間での伝送品質を改善するための技術の一つとして「周波数拡散方式」がある。周波数拡散方式には、「直接拡散方式」と「周波数ホッピング方式」の2つの方式がある。このうち、周波数ホッピング方式は、(a)遠近問題に強い、(b)周波数ダイバシティが容易に構成できる等の利点があり、特に陸上通信への応用が期待される。なお、この種の周波数拡散方式に関しては、例えば、文献「スペクトラム拡散通信システム」、横山光雄、科学技術出版社、1988年に解説されており、周波数ホッピング方式に関しては、この文献の第563頁～第611頁に詳述されている。

【0003】一般に、無線伝送路は、有線の伝送路と比較して低品質であり、エラーがバースト的に起こる傾向がある。従って、単に、BCH符号等の比較的容易に実用化できるランダム誤り訂正符号を適用しただけでは、効果的な誤り制御の実現は難しい。そこで、原理的に周波数ダイバシティ効果を備えている周波数ホッピング方式を用い、これにBCH符号等の誤り訂正符号を併用すれば、効果的なバーストエラー対策の実現が期待される。しかしながら、周波数ホッピング方式で周波数ダイバシティ効果を得るためには、ホッピング間隔を許容バーストエラーの長さより短くする必要がある。このような理由から、従来の周波数ホッピング方式では、1シンボル時間内に複数回ホップする高速周波数ホッピング方式、あるいは、低速周波数ホッピング方式のうちでも数シンボルに1回程度ホップする方式が一般的であり、1周波数の継続時間がシンボル周期の数倍以内の短い方式がほとんどであった。しかしながら、これら従来の周波数ホッピング方式では、高速伝送を行う場合、周波数を高速に切り替え可能な比較的高価な周波数シンセサイザが必須の要素となっていた。

【0004】このような背景のもとで、ホッピング間隔を数10～100ミリ秒程度に長くにとって、周波数ダイバシティ効果は小さくなるけれども、比較的安価なシンセサイザを適用可能にした低速周波数ホッピング方式が実用化されてきている。この方式は、フェージング周期の比較的長く(数10ミリ秒程度以上といわれる)、ホッピング間隔が長くても或る程度の周波数ダイバシティ効果が得られる屋内無線伝送路の性質に着目したもので、主として屋内通信を指向した無線LANシステムに応用される。

【0005】しかしながら、このようにホッピング間隔を比較的長くした低速周波数ホッピング通信システムにおいても、受信信号電力や搬送波の位相は、周波数切り替え前後で不安定であり、その連続性が保証されない。このため、フレーム長をホッピング周期以上にすることは困難であり、通信形態としては、フレーム単位にデータの送信、受信を繰り返すバーストモードの通信に適用するのが普通である。

## 6

【0006】この場合、プリアンプル等のオーバーヘッド部分がフレーム効率に及ぼす影響が大きい。変調方式としては、通信フレームのプリアンプル長が短くて済む変調方式、例えば、等振幅変調方式であって同期検波が不要な周波数変調方式が一般的である。変調方式として、周波数効率が高く、高速伝送が可能な多値直交振幅変調方式を適用しようとする、変調波の振幅成分を有効に取り出すために自動利得制御(AGC)回路が必要となる。また、同期検波を行うために搬送波の再生回路が必須となる。この搬送波再生のためには、各通信フレームのプリアンプル部に、受信電力の測定や搬送波再生のための領域を用意しておく必要があり、プリアンプル長の増加を伴う。

【0007】

【発明が解決しようとする課題】一般に、低速周波数ホッピング方式の通信システムにおいては、フレーム長をホッピング周期以上にするのは困難であり、連続通信よりもバースト通信に適している。また、バースト通信に用いる通信フレームには、その先頭部分にプリアンプル領域が設けてあり、各受信装置は、このプリアンプル部分からの受信情報に基づいて、受信機の利得制御、搬送波再生、タイミング抽出等、プリアンプル部に続くデータ領域の信号復調に必要な各種回路の特定調整および同期作業を行っている。上記プリアンプル領域の長さは、データ領域における信号の変調方式そのものには依存しない。

【0008】一方、限られた周波数帯域で高速の通信を行うための変調方式としては、多値変調方式が有効である。多値変調方式によれば、単位時間内に送信可能なビット数が増加するため、通信フレームの構成ビット数が同一であれば、他の変調方式に比較して、フレーム長(時間)を短くできる。しかしながら、多値変調方式を用いると、「信号対雑音比」対「ビット誤り率」特性が悪化し、マルチパスや雑音源に対する干渉耐性も弱くなるという問題がある。また、フレーム長を長くすると、一般に、フレーム誤り率が増加する。このため、多値変調を用いてもフレーム誤り率を一定にしたまま、フレームのビット数を大幅に増加させることは困難である。従って、短いフレームを細切れに使う必要がある。

【0009】以上の理由から、情報転送に多値変調を用いることによってフレーム内の情報転送領域は短くなるが、変調方式を問わないプリアンプルは短くならないため、フレーム長に示す情報転送領域の割合が低く、フレーム効率が改善されない。従って、低速周波数ホッピング通信システムに多値変調を用いても、その周波数効率の高さを十分に生かすことができなかった。

【0010】多値変調の代表例として、例えば、16値直交振幅変調方式に関して、文献、電子情報通信学会技術研究報告「陸上移動通信用16QAM変復調装置の開

発とその特性」、RCS88-62、1989年1月によると、16kシンボル/秒の伝送速度でAGCの時定数を10ミリ秒以下にした場合、変調による振幅の変動まで補償されてしまうことが報告されている。このことから、AGCの時定数は、160シンボル以上の長さに設定する必要がある。

【0011】従来のAGCでは、クローズドループを用いて最適信号レベルに収束させる方式が採用されるため、AGC動作のためには、プリアンプル長を上述した160シンボルより十分に長い値、例えば、数100シンボルから1000シンボル程度の長さにする必要がある。一方、典型的なバースト通信に用いられる通信フレームの最大フレーム長について考えてみると、例えば、バースト通信の代表例であるイーサネットのパケットの場合、その最大データ長は約1500バイトであり、このデータを16値直交振幅変調した場合には、そのパケットサイズは約3000シンボルとなる。このデータの先頭部に、例えば500~1000シンボルのプリアンプルを付加したと仮定すると、そのフレーム効率は75~86パーセントとなるが、実際には、搬送波再生、タイミング抽出、等化トレーニング等に要する補助的なビットをプリアンプル部に加える必要があるため、フレーム効率は上記数値よりも更に低下する。従って、バースト通信において多値変調方式を適用する場合、プリアンプルを如何に短くするかが、帯域の有効利用のための鍵となる。

【0012】多値変調方式の代表例である16値以上の直交振幅変調方式では、同期検波が必須となる。この同期検波のためには、受信信号からの搬送波再生やタイミング抽出を高い精度で行う必要がある。従来、この種の同期検波復調器の構成として、例えば、文献「移動通信の基礎」（奥村善久、他、電子情報通信学会編）、1986年の154頁に解説されている。また、タイミング信号の抽出に関しては、同文献の115頁に解説されている。上記文献に示された同期検波復調器の構成によれば、搬送波の再生動作とタイミング信号の抽出動作は同時に実行されており、タイミング信号としては、通常、

「10101010……」の信号パターンを使用することが示されている。しかしながら、上記従来方式によれば、例えば、受信搬送波と局部発振波との周波数差、位相差の初期値、あるいはタイミング抽出回路の初期状態によって再生搬送波や抽出タイミングクロックの収束動作が変化する。上記収束状況は、解析的に求めることが困難なため、同期検波復調器が或るプリアンプル長において確實かつ高精度で収束することを保証することは困難である。

【0013】本発明の目的は、通信フレームの情報転送領域からの信号受信に先立って受信回路が行なう前処理動作を迅速化できる無線通信システムおよび装置を提供することにある。本発明の他の目的は、プリアンプル領

域と情報転送領域とからなる通信フレームによって通信を行う通信システムにおいて、各通信装置の受信回路が各プリアンプル領域で行うAGC動作、搬送波同期およびクロック同期を高速に行えるように通信システムおよび通信装置を提供することにある。本発明の他の目的は、送信側装置が生成した通信フレームに同期して受信動作を行うために、受信側装置の受信回路が各通信フレームのプリアンプル領域で実行するAGC動作、受信搬送波同期および受信シンボルタイミングの抽出等の前処理の高速化を可能にした特に低速周波数ホッピングに適した通信システムおよび通信装置を提供することにある。本発明の他の目的は、多値直交変調方式を用いた低速周波数ホッピング通信システムに好適で、受信側装置でのAGC動作、搬送波の再生およびシンボルタイミング信号の抽出を高速化可能にしたプリアンプル形式の通信フレームを提供することにある。

#### 【0014】

【課題を解決するための手段】上記目的を達成するために、本発明では、複数の通信装置が、互いに同期して所定のホッピングパターンで送受信周波数を変化させ、送信側となる通信装置が、通信フレームのプリアンプル領域でタイミング信号によって搬送波を所定期間変調した後、情報転送領域で送信情報信号に応じて上記搬送波を直交振幅変調し、受信側となる通信装置が、受信フレームのプリアンプル領域からの受信信号によって受信準備を行った後、情報転送領域で受信した直交振幅変調信号から情報信号を復調するようにした周波数ホッピング方式の無線通信システムにおいて、送信側の通信装置が、通信フレームのプリアンプル領域の第1期間中に、受信側装置における受信回路のAGC制御および受信周波数同期のための搬送波を送信し、上記プリアンプル領域の第2期間中に搬送波をシンボルタイミング信号で変調して送信した後、上記通信フレームの情報転送領域で送信情報を送信し、受信側の通信装置が、上記搬送波送信フィールドからの信号受信期間中に受信増幅器のAGC動作と受信周波数の同期を完了させ、上記タイミング信号変調フィールドからの信号受信期間中にシンボルタイミングの抽出を行い、上記シンボルタイミングに同期して発生させたクロック信号に基づいて、上記情報転送領域における情報信号の受信動作を行うようにしたことを特徴とする。上記周波数のホッピングは、例えば、制御局となる1つの通信装置が同期フレームを生成し、各通信装置がこれを基準にホッピングのタイミングを合わせるようにする。

【0015】本発明による無線通信装置は、アンテナからの受信信号を増幅する受信増幅器の利得を各通信フレームのプリアンプル領域の第1部分において検出された受信信号の電力に応じて自動的に制御するための自動利得制御（AGC）回路と、上記受信増幅器からの出力信号と局部周波数とを入力とする周波数混合回路と、上記

周波数混合回路から出力される各通信フレームのプリアンブル領域の第 2 部分の信号から搬送波の周波数と位相を検出し、上記局部周波数を該搬送波に同期させるための搬送波同期回路と、上記周波数混合回路から出力される各通信フレームのプリアンブル領域の第 3 部分の信号からシンボルタイミング信号を抽出するためのタイミング抽出回路と、上記周波数混合回路から出力される各通信フレームの情報転送領域の信号を上記タイミング抽出回路から出力されたタイミング信号に同期して復調するための信号復調回路とからなることを特徴とする。

【0016】なお、各通信フレームのプリアンブル領域で、AGC 制御のための信号区間と受信周波数同期のための信号区間は、フレームフォーマット上で予め第 1 部分と第 2 部分に明確に区分されていてもよいし、これらの区間に同一の信号、例えば、無変調の搬送波を連続的に送信しておき、受信側装置が、同一フィールドからの受信信号に基づいて、AGC 動作と周波数同期とを時系列的に行うようにしてもよい。上記プリアンブル領域の第 3 部分では、例えば、シンボル時間毎に位相を変化させる形式でシンボルタイミングを送信しておき、受信側装置が、搬送波の位相変化を検出して、シンボルタイミング信号を抽出ようにする。また、情報転送領域では、例えば、16 値以上の多値直交変調方式で送信情報を送出する。

#### 【0017】

【作用】特に、屋内の無線通信システムにおいては、例えば、文献アイ・シー・シー'91、1.1、「スタティスティクス オブ ショート タイム バリエーションズ オブ インドア レイディオ プロパゲーション」(「Statistics of Short Time Variations of Indoor Radio Propagation」ICC'91、1.1)によると、フェージングの最大ドップラ周波数はせいぜい数 10 ヘルツ程度であるから、フェージングの変動周期は数 10 ミリ秒以上となる。このような環境では、バースト長(フレーム長)が数ミリ秒程度の短いものであれば、各バースト内での振幅および位相の変動はほとんど無視できる。

【0018】本発明は、各通信フレームの先頭にあるプリアンブル領域で高速に AGC をかけ、プリアンブル領域での利得調整後は受信増幅器の利得を固定したまま、情報転送領域での送信情報の受信処理を行うようにしている。この場合、情報転送領域内での振幅および位相の変動はほとんど無視できるため、固定利得で受信動作しても送信情報の受信に支障はない。また、プリアンブル領域を AGC および搬送波再生用の第 1 フィールドと、タイミング信号抽出用の第 2 フィールドとに分け、第 1 フィールドでは、例えば、無変調の搬送波を送信することにより、受信側での AGC に必要な受信電力の検出と PLL の搬送周波数への引き込みを高速化し、PLL により搬送波が再生された後で、上記第 2 フィールドでタ

イミング信号が受信されるようにすることによって、検波後のベースバンド信号から I、Q 成分を完全に分離した形で取り出せるようにしている。第 2 フィールドには、直交振幅変調の 1 方の成分、例えば I 成分だけにタイミング信号パタンを乗せたものを送信しておくことによって、同期動作の最初から最大感度でタイミング信号ベースバンドを受信可能にできる。

【0019】本発明によれば、受信部が、受信信号電力、受信搬送波の周波数および位相、受信シンボルのタイミングを定期的に高速に推定できるため、通信フレームが長い場合でもフレーム誤り率を小さくでき、デジタル処理が容易な比較的安価な AGC を適用可能である。

#### 【0020】

【実施例】図 1 は、本発明による低速周波数ホッピング方式の通信システムを構成する通信装置の 1 実施例を示すブロック図、図 2 は、上記通信システムに適用される通信フレームの構造の 1 実施例を示す。1 つの通信フレームは、プリアンブル領域 741 と情報転送領域 742 との 2 つの領域から構成され、上記プリアンブル領域 741 は、ランプフィールド 701、受信電力測定フィールド 702、搬送波再生フィールド 703 およびタイミング抽出フィールド 704 の 4 つのフィールドから成り立っている。また、情報転送領域 742 は、ユニークワードフィールド 705、送信局 ID フィールド 706、制御局フラグフィールド 707 および情報転送フィールド 708 の 4 つのフィールドから成り立っている。本実施例において、上記各フィールドは固定長とする。なお、受信電力測定フィールド 702 と搬送波再生フィールド 703 は、これらのフィールドで送信される信号次第では、一つのフィールドにまとめられていてもよい。各通信装置は、上記通信フレームのフレーム周期と同一、またはこれよりも長い周期で送信周波数(搬送周波数)および受信周波数のホッピング動作を行う(低周波数ホッピング)。

【0021】まず、通信装置 1 の受信動作について説明する。送受信アンテナ 101 によって受信された変調信号は、送受信切替スイッチ 102 を経由してバンドパスフィルタ 117 に供給される。キャリアレベル検出回路 119 は、バンドパスフィルタ 117 から出力された各受信フレームのプリアンブル領域 741 にある受信電力測定フィールド 702 の受信信号の立ち上がりを検出(キャリアセンス)すると、これを自動利得制御回路 104 とマイクロプロセッサ 113 に通知する。上記通知を受けた自動利得制御回路 104 は、バンドパスフィルタ 117 によって帯域制限された受信電力測定フィールド信号の大きさから、受信信号の電力を測定し、利得を制御する。自動利得制御は、マイクロプロセッサ 113 からの制御信号(図示省略)によって、受信電力測定フィールド 702 に相当する限られた期間内に完了し、その後は、固定された利得で受信信号を増幅して、最適な

振幅をもつ受信信号を後段回路に供給する。

【0022】自動利得制御回路104から出力された受信信号は、周波数混合器103と123に輸入される。周波数混合器103には、受信変調信号の中心周波数にほぼ等しい発振周波数を持つシンセサイザ111の出力が輸入され、また、周波数混合器123には、シンセサイザ111の出力を $\pi/2$ 位相器121に通すことによって $\pi/2$ だけ位相を進めたものが輸入されている。なお、上記シンセサイザもマイクロプロセッサ113によって制御されているが、図面の簡単化のために、制御信号は図示されていない。周波数混合器103、123は、それぞれ自動利得制御回路104から出力された受信信号と上記入力周波数とを混合する。混合出力は、ローパスフィルタ124によってI成分のベースバンド信号が、また、ローパスフィルタ125によってQ成分のベースバンド信号がそれぞれ抽出され、これらのI、Q成分は復調器120に輸入される。

【0023】マイクロプロセッサ113は、キャリアレベル検出回路119からのキャリアセンス通知の受信時刻から受信電力測定フィールド702の長さに相当する時間が経過した時点で、搬送波周波数/位相推定回路105に動作の開始を指示し、更に、搬送波再生フィールド703の長さに相当する時間が経過した時点で、シンボルタイミング抽出回路106に動作の開始を指示する。

【0024】マイクロプロセッサ113から動作開始指示を受けた搬送波周波数/位相推定回路105は、ローパスフィルタ124、125から出力される搬送波再生フィールド703のベースバンド信号から、受信搬送波の周波数と、シンセサイザ111出力との位相差を検出し、この差が「0」になるようにシンセサイザ111を制御する。また、マイクロプロセッサ113からの動作開始指示を受けたシンボルタイミング抽出回路106は、何れかの周波数混合器（この例では、周波数混合器123）から出力されるタイミング抽出フィールド704のベースバンド信号から、受信シンボルの境界を検出し、そのタイミングを復調器120とマイクロプロセッサ113に供給する。

【0025】復調器120は、上記シンボルタイミングに従って、情報転送領域742の各フィールド704～708のベースバンド信号から「1」又は「0」のデジタル復調信号を取り出し、マイクロプロセッサ113に出力する。マイクロプロセッサ113は、抽出されたシンボルタイミングに従って、上記復調された受信デジタル信号を読み込み、メモリー114に蓄積する。メモリー114に蓄積された受信データは、必要に応じて二次記憶装置115にセーブされる。

【0026】次に、通信装置1の送信動作について説明する。マイクロプロセッサ113は、メモリー114または二次記憶装置115から読み出したデータを、送信

クロック生成回路110によって生成された送信クロックに従って、グレイ符号化回路109に転送する。グレイ符号化回路109は、マイクロプロセッサ113から受け取ったデータ値をグレイ符号化する。グレイ符号化回路109の出力信号は、直交振幅変調器108に輸入され、直交振幅変調ベースバンド信号が生成される。直交振幅変調ベースバンド信号のうち、I成分が周波数混合器127に、Q成分は周波数混合器107に輸入される。

10 【0027】周波数混合器107は、上記ベースバンド信号とシンセサイザ111の出力を混合する。また、周波数混合器127は、上記ベースバンド信号と、シンセサイザ111の出力を $\pi/2$ 位相器121によって $\pi/2$ だけ位相を進めた出力とを混合する。これによって、シンセサイザ111の発振周波数に等しい中心周波数をもつ直交振幅変調信号のI成分とQ成分とが生成される。これらのI成分とQ成分は、加算器122によって加算されて直交振幅変調信号となった後、バンドパスフィルタ118と送受信切替スイッチ102を経て、送受信アンテナ101から無線信号として送信される。

20 【0028】PN符号発生器112は、送信時あるいは受信時を問わず、マイクロプロセッサ113の指示に回答して、疑似ランダム符号に従う周波数ホッピングパターンを生成し、シンセサイザ111の発振周波数をホップさせる。制御局となる通信装置と、被制御局となる通信装置は、予め共通の周波数ホッピングパターンが与えられており、互いに同期して周波数をホッピングすることにより、同一周波数で送受信動作を行う。なお、上記通信装置において、オペレータは、入力装置（コンソール）116から通信の開始や停止、周波数ホッピングパターンの変更等の制御指令を与えることができる。

30 【0029】次に、図1に示した通信装置を2台を用い、一方を制御局（A）、他方を被制御局（B）として対向通信を行う場合の動作を通して、図2に示した通信フレームの構造について説明する。制御局（A）となる通信装置は、予め設定された周波数ホッピングパターンに従ってシンセサイザ111の周波数を切り替えた後、プリアンブル領域741を構成するランブフィールド701、受信電力測定フィールド702、搬送波再生フィールド703、およびタイミング抽出フィールド704の内容を順次に送信する。また、上記プリアンブル領域741に続く情報転送領域742の先頭であることを示すユニークワードフィールド705の内容を送信した後、送信局IDフィールド706に自装置（A）の装置IDを送信し、次いで、制御局フラグフィールド707に自装置が制御局であることを示す情報、例えば「1」を送信し、最後に、情報転送フィールド708に相手通信装置（B）への送信データを送信する。制御局（A）は、上記情報転送領域742における情報の送信動作を終了すると、予め設定された周波数ホッピングパターン

に従って、シンセサイザ111を新たな周波数に切り替え、次の1フレーム期間は受信動作を行う。

【0030】受信動作において、制御局(A)は、被制御局(B)となる通信装置が送信したプリアンプ領域741を受信して、自動利得制御、搬送波再生、タイミング抽出を行う。更に、情報転送領域742の先頭部分で、ユニークワードフィールド705を検出することによって情報転送領域の始まりを認識する。次に、送信局IDフィールド706と制御局フラグフィールド707を受信し、該受信フレームが被制御局(B)が送信したものであることを認識する。情報転送フィールド708の内容を受信すると、予め設定された周波数ホッピングパターンに従って、シンセサイザ111を新たな周波数に切り替え、上記動作を繰り返す。

【0031】被制御局(B)となる通信装置は、制御局(A)が使用する複数のホッピング周波数のうちの1つであって予め決められた「待ち受け用周波数」にシンセサイザ111の周波数を設定して受信動作を行う。上記待ち受け用周波数が、制御局が設定した周波数と一致すると、制御局が送信したプリアンプ領域741が受信され、上述した自動利得制御、搬送波再生およびタイミング抽出の動作が行なわれる。更に、ユニークワードフィールド705の検出によって情報転送領域742の開始が識別でき、送信局IDフィールド706と制御局フラグフィールド707の受信によって、該受信フレームが制御局から送信されたものであることが判る。最後に、情報転送フィールド708の内容を受信すると、予め設定された周波数ホッピングパターンに従って、シンセサイザ111を新たな周波数に切り替え、次のフレームで送信動作を行う。

【0032】送信動作においては、先ず、プリアンプ領域741を構成するランプフィールド701、受信電力測定フィールド702、搬送波再生フィールド703およびタイミング抽出フィールド704の内容を順次に送信し、次に、情報転送領域742の先頭を示すユニークワードフィールド705を送信する。更に、送信局IDフィールド706に自装置の装置IDを送信し、制御局フラグフィールド707に自装置が被制御局(B)であることを示す情報、例えば「0」を送信した後、情報転送フィールドに708に相手通信装置への送信データを送信する。情報転送領域742の内容について送信動作を終了すると、予め設定された周波数ホッピングパターンに従って、シンセサイザ111を新たな周波数に切り替え、上記動作を繰り返す。

【0033】図3は、上記通信フレームのプリアンプ領域741における信号の1例を示す。プリアンプ領域741は、送信立ち上がり時の包絡線変化による送信スプリアスの増加を防ぐために、包絡線の変化を鈍らせるためのランプフィールド701と、無変調波から成る受信電力測定フィールド702と、同じく無変調波から

成る搬送波再生フィールド703と、1シンボル毎に搬送波の位相が $\pi$ 変化するタイミング抽出フィールド704とから構成されている。

【0034】AGCのための受信電力測定フィールド702に、包絡線の大きさが一定である無変調波を用いることにより、平均化の時間を短縮し、フィールド長を短くすることができる。搬送波再生フィールド703も、上記と同様に無変調波を用いることにより、再生搬送波と受信波との位相差を $\pm\pi$ の大きさまで曖昧さなしに検出することが可能となる。また、タイミング抽出フィールド704では、1シンボル毎に搬送波の位相を $\pi$ ずつ変化させることによって、シンボル境界での位相変化を最大とし、タイミングの位相ずれの大きさを最大の感度で検出することができる。

【0035】図4は、図3に示した受信電力測定フィールド702で行う受信電力の推定方法の1例を示す。無変調波721を全波整流することによって、全波整流波723が得られる。上記全波整流波723は、無変調波721の半周期毎に同じ波形を繰り返すため、無変調波721の半周期722、又は、その整数倍の時間に亘って積分すると、平均振幅724に比例した積分値が得られる。積分区間722は、区間の長さが半サイクルの整数倍に一致すれば積分開始点の位相に依存しないため、タイミング抽出を行う前であっても、正確な受信電力値を搬送波の半サイクル時間で測定することができる。

【0036】図6は、図4に示したの測定方法を実施するための受信電力測定回路の1例を示す。信号線733には、図3に示した受信電力測定フィールド702を構成する無変調波が入力される。上記入力信号は、全波整流器730によって全波整流された後、積分器731によって積分される。パルス発生器737から搬送波の半サイクルの整数倍毎に発生するパルス信号は、積分器731とラッチ732に供給され、積分時間毎に積分器731をクリアすると共に、クリア直前の積分値をラッチ732に保持する。これによって、上記ラッチ732から出力線733に上記入力信号の振幅に比例した積分値が出力される。

【0037】今、AGCによって10%の振幅精度で利得調整しようとする、受信信号入力733に含まれる雑音を白色ガウス雑音と仮定して、この調整範囲から逸脱する確率を1%以内に納めるためには、上記ラッチ出力734に含まれる雑音振幅をrmsで $10/3=3.3\%$ 以内に収める必要がある。一般に、16QAMを用いてビット誤り率 $1E-6$ 程度の通信を行う場合、静特性において、20dB程度のS/Nが要求される。この場合、rmsで信号振幅の10%程度の雑音成分が信号に含まれる。従って、雑音成分を振幅で $1/3$ 、すなわち、電力で $1/9$ にする必要がある。よって、パルス発生器737の発生するパルス間隔を搬送波の半周期の9倍以上とすれば、逸脱確率1%以内で、10%の振幅精



度で利得調整が可能となり、本実施例によれば、最低、搬送波周期の4.5倍の時間があれば、10%の精度で受信信号の振幅を測定することが可能となる。また、例えば、30%の振幅精度で利得調整すれば良い場合には、ラッチ出力734に含まれる雑音振幅をrmsで30/3=10%以内に収めればよく、搬送波の半周期の時間で受信信号振幅を測定することが可能である。

【0038】図5は、図3の受信電力測定フィールド702を用いた受信電力推定方法の他の実施例を示す。無変調波721を乗算器によって2乗すると、二乗波725が得られる。二乗波725は、無変調波721の半周期の時間で同じ波形を繰り返すから、これを無変調波721の半周期722、またはその整数倍の時間に亘って積分すると、平均電力726の値に比例した量が得られる。積分区間722は、区間の長さが半サイクルの整数倍に一致すれば、積分開始点の位相に依存しない。従って、タイミング抽出を行う前でも、搬送波の半サイクル時間で正確な受信電力値を測定することができる。

【0039】図7は、図5の測定方法を実現するための受信電力測定回路の1例を示す。受信電力測定フィールド702を構成する無変調波は、信号線733を介して乗算器738に入力され、2乗された後、積分器731によって積分される。パルス発生器737は、搬送波の半サイクルの整数倍毎にパルス信号を発生し、これらのパルスは上記積分器731とラッチ732に供給され、これによって、積分器731が積分時間毎にクリアされ、クリア直前の積分値がラッチ732に保持され、出力線734に受信信号入力733の電力に比例した値が出力される。

【0040】図4、図6の実施例で説明したのと同様に、搬送波周期の4.5倍の時間があれば、測定受信振幅の雑音成分は10%であるから、受信電力を1%の精度で測定することが可能である。また、搬送波周期の0.5倍の時間があれば、測定受信振幅の雑音成分は30%であるから、受信電力を9%の精度で測定することが可能である。

【0041】図8は、受信電力測定フィールド702を用いた受信電力推定方法の更に他の実施例を示す。無変調波740の絶対値をとり、その値を搬送波周波数の4倍のサンプル周波数でサンプリングすると、サンプル時間間隔741は、搬送波周期の1/4となる。これらのサンプル点のうち、互いに隣合う2つのサンプル点のうちでサンプル値の大きい方をサンプル点742、サンプル値の小さい方をサンプル点743とし、サンプル点742とサンプル点743の間にあるゼロクロス点745と大きいサンプル点742との間の位相差を $x$  ( $\pi/4 \leq x \leq \pi/2$ ) とすると、サンプル点742のサンプル値は、 $A \sin(x)$  となり、また、サンプル点743の値は、 $|A \sin(x \pm \pi/2)| = A \cos(x)$  となる。ここで、 $A$ は無変調波740の振幅を示す。

【0042】今、 $y = A \sin(x) + A \cos(x)$  / 2 という量を考えると、 $y = A \times (\sqrt{5}) / 2 \sin(x + \alpha)$  (但し、 $\tan(\alpha) = 1/2$ ) となる。ここで、 $\pi/4 \leq x \leq \pi/2$  であるから、 $A \leq y \leq 1.118A$  (最小値は $x = \pi/2$ の時、最大値は $x = 0.3524\pi$ の時) となる。即ち、無変調波の全波整流出力を搬送波周波数の4倍周波数でオーバーサンプリングして得られる互いに連続した任意の2サンプル点のうち、小さい方のサンプル値を1/2倍して大きい方のサンプル値に加えるだけで、無変調波の振幅を最大誤差1.118倍で測定することが可能となる。振幅で1.118倍は、約0.97dBに相当するから、本実施例によれば、無変調波740の電力を約0.97dBの精度で推定可能となる。また、本実施例で示した計算は、比較器、加算器、ビットシフトからなる回路で簡単にデジタル処理できるため、特に、デジタルAGCの電力推定部分に適したものとなる。

【0043】図9は、図8に示した測定方法を実現するための受信電力測定回路の1例を示す。入力線733には、図3に示した受信電力測定フィールド702を構成する無変調波が入力される。上記入力信号は、全波整流器730によって全波整流され、アナログ/デジタル変換器750に入力される。パルス発生器751から搬送波の1/4サイクル毎にパルス信号を発生させ、これをアナログ/デジタル変換器750とラッチ752にクロックとして供給する。これらのパルス信号の立ち上がり同期して、アナログ/デジタル変換器750によって全波整流器730の出力がサンプルされ、ラッチ752によってアナログ/デジタル変換器750の1サンプル前の出力が保持される。即ち、アナログ/デジタル変換器750とラッチ752によって、全波整流器730から出力された連続する2つのサンプル値が保持される。

【0044】これらの2つのサンプル値は、比較器754によって比較される。アナログ/デジタル変換器750の出力の方が大きい場合は、セクタ759によってアナログ/デジタル変換器750出力の1倍入力(セクタ759の1入力)が選択され、また、セクタ760によってラッチ752出力の1/2倍入力(セクタ760の1入力)が選択され、これらを加算器756によって加算した値がラッチ758に入力される。また、ラッチ752出力の方が大きい場合には、セクタ759によってアナログ/デジタル変換器750出力の1/2倍入力(セクタ759の0入力)が選択され、また、セクタ760によってラッチ752出力の1倍入力(セクタ760の0入力)が選択されて、これらを加算器756によって加算した値がラッチ758に入力される。

【0045】上記ラッチ758は、パルス発生器751からの出力パルスを1/2分周器757で1/2分周して得たパルス信号をクロックとして、加算器756の出

力をラッチする。ラッチ 758 によるデータ保持は、アナログ／デジタル変換器 750 の 2 サンプル毎に行われるため、2 サンプル毎に算出された受信無変調波振幅に比例した値が上記ラッチから出力線 734 に出力される。

【0046】図 10 は、AGC 回路 104 の 1 実施例を示す回路構成図である。図 3 の受信電力測定フィールド 702 を構成する無変調波は、入力信号線 817 から AGC アンプ 800 に入力され、該アンプ出力は、受信電力推定回路 801 に入力されると共に、AGC 出力信号として信号線 818 に出力される。受信電力推定回路 801 には、例えば、図 6、図 7 および図 9 で説明した回路構成のものを適用できる。

【0047】AGC 動作の開始は、カウンタ停止信号線 815 を「0」、リセット信号線 816 を「1」とすることにより指定される。これら 2 つの信号によって、5 進カウンタ 803 のカウント値が「0」にリセットされ、デコーダ 805 は 0 出力のみが「1」となる。上記デコーダ 805 の 0 出力は、D-FF 806 のセット入力と D-FF 807～809 のリセット入力に接続されているため、D-FF 806 の Q 出力だけが「1」にセットされ、その他の D-FF 807～809 の Q 出力は「0」にリセットされる。この結果、デジタル／アナログ変換器 (DAC) 814 の入力は、MSB であるビット 0 のみが「1」となって、DAC 入力は「8H」に設定される。この時、出力はフルスケールの半分となり、AGC アンプ 800 の利得は、制御範囲のほぼ中央付近に設定される。AGC アンプ 800 の出力電力は、受信電力推定回路 801 によって測定され、その結果が比較器 804 の A 入力に供給される。比較器 804 は、上記受信電力推定値を B 入力に供給された閾値 802 と比較し、受信電力推定値が該閾値よりも小さい場合は「1」、大きい場合は「0」を出力する。

【0048】次に、リセット入力 816 を「0」にすると、5 進カウンタ 803 は、クロック 819 の立ち上がりタイミングで「0」から順次「1」、「2」、「3」、「4」とカウントアップを始める。上記クロック 819 の周期は、5 進カウンタ 803 の値の変化が、デコーダ 805 から D-FF 806～809、論理和 810～812、デジタル／アナログ変換器 814、AGC アンプ 800、受信電力推定 801、比較器 804 を介して D-FF 806～809 に達するまでに要する時間よりも長くなるように設定されている。

【0049】最初のクロック 819 の立ち上がりで、5 進カウンタの値は「1」となるため、D-FF 806 のクロック入力 T が「1」となって、比較器 804 の出力値をラッチする。比較器 804 の出力は、AGC アンプ 800 の出力が閾値 802 よりも大きければ「0」、小さければ「1」であるから、現在設定されている AGC アンプ利得値 8H が大き過ぎる場合、すなわち、適性利

得が「0H」～「8H」の場合はビット 0 を「0」に設定し、小さ過ぎる場合、すなわち、適性利得が「8H」～「FH」の場合にはビット 0 を「1」に設定する。この時、デジタル／アナログ変換器 814 の入力のビット 1 は、論理和 810 によって「1」に設定されているため、デジタル／アナログ変換器 814 の入力値は、D-FF 806 の値によって「CH」又は「4H」となり、その出力はフルスケールの  $3/4$  又は  $1/4$  となる。同様の動作を 5 進カウンタ 805 の値が「4」になるまで繰り返すと、AGC アンプ 800 の出力値は、デジタル／アナログ変換器 814 の量子化誤差範囲内で閾値 802 の値に収束する。

【0050】最後に、カウンタ停止信号 815 を「1」にすると、5 進カウンタ 805 の値は「4」に保持され、この時のデジタル／アナログ変換器 814 の入力値は、最適利得値  $\pm 1/2$  LSB となり、AGC 出力信号 818 は、デジタル／アナログ変換器 814 の量子化誤差範囲内で閾値 802 と一致する。

【0051】以上の動作において、例えば、AGC アンプ 800 の利得の量子化ビット数を 8 ビット、AGC アンプ 800 のダイナミックレンジを 80 dB とした場合、AGC の収束時間は次のようになる。AGC アンプ利得設定ループは、利得設定ループの遅延時間 (5 進カウンタ 803 の値の変化がデコーダ 805 から D-FF 806～809、論理和 810～812、デジタル／アナログ変換器 814、AGC アンプ 800、受信電力推定 801、比較器 804 を介して D-FF 806～809 の入力に達するまでに要する時間) と搬送波周期の  $1/2$  倍時間とのどちらか大きいほうの時間で動作させることができるから、この時間の 8 倍の時間で、 $80/256 = \text{約} 0.3$  dB の精度で AGC を収束させることが可能である。一般に、中間周波数における搬送波周期は、シンボル周期の数分の 1 以下であるから、高速な素子を用いて、上記ループ遅延時間を搬送波周期に比べて十分小さくできれば、AGC を 1 シンボル時間程度の早さで収束させることが可能となる。

【0052】図 11 は、搬送波再生フィールド 703 での受信信号から搬送波を再生するための回路部を示す。ここに示した回路は、図 1 における周波数混合器 103、123、LPF 124、125、搬送周波数／位相推定回路 105、およびシンセサイザ 111 からなる回路部である。図 10 に示した AGC 回路によって、予め決められた振幅になるように AGC 制御された搬送波生成フィールド 703 の無変調波は、信号線 830 から周波数混合器 103、123 に入力され、それぞれ VCO 837 からの局部発振出力と混合される。周波数混合器 103 には、VCO 837 の出力そのものが供給され、周波数混合器 123 には、VCO 831 の出力位相を位相器 121 によって  $\pi/2$  だけ進めたものが供給されており、VCO からの発振周波数および位相が上記入力信

号線からの受信搬送波の周波数および位相と一致していれば、周波数混合器 103、123 から、それぞれ Q 成分、I 成分に対応する出力が得られる。これらの信号成分は、それぞれプロセッサ 113 からのリセット信号 847 によって搬送波周期の整数倍毎に「0」にリセットされる積分器からなるローパスフィルタ 124、125 を通すことによって、それぞれ Q 成分出力 845 と I 成分出力 846 となる。

【0053】105 は、 $\phi = \arg(I, Qi)$  を計算するための位相比較器である。信号線 830 からの入力信号は無変調波であるから、これに含まれる I 成分、Q 成分の大きさは一定である。従って、送信側で Q 成分の大きさが「0」となるように位相制御を行ったとすると、位相比較器 105 の出力は、受信搬送波位相と VCO の発振位相とのずれ量に比例したものとなる。

【0054】初期動作において、ループフィルタ切替入力 844 によって、セクタ 842 と 843 にそれぞれ入力 B を選択させる。この時、位相比較器 105 の出力は、定数乗算器 839 において定数 K1 を乗算された後、VCO 837 にフィードバックされるため、搬送波再生回路全体で一次の PLL を構成することになる。

【0055】一次の PLL では、VCO の自走周波数と受信搬送波周波数に定常的な差が存在する場合は、VCO の発振位相と受信搬送波位相との間に上記周波数差に比例した定常的な差が存在する。従って、セクタ 843 の B 入力に接続されている定数乗算器 848 で位相比較器 835 の出力を K3 倍し、これを積分器 841 で積分する ( $K3 = K1 / \text{積分時間}$ ) ことにより、VCO 837 と受信搬送波周波数との間の定常的な周波数差を求めることができる。

【0056】積分器 841 は、上記積分動作の開始に先立って、プロセッサからの積分器リセット指示信号 849 によって「0」にリセットされる。周波数差の値が求まると、セクタ 842 と 843 が、それぞれ A 入力を選択するように切り替えられる。この場合、定数乗算器 839 および 840 によって二次のループフィルタが構成され、通常の二次の PLL 動作が開始される。

【0057】図 12 は、無変調波の位相点を I-Q 平面上に表した図であり、図 13 は、1 シンボル毎に搬送波の位相が  $\pi$  だけ変化する変調波の位相点を I-Q 平面上に表した図である。これらの図において、位相点 851 と 853 は、受信波の取るべき位相点を示す。円周 852 は、振幅 R の受信波の周波数および位相が、VCO 837 の周波数や位相と等しくない場合に位相点が取りうる点の集合を示す。無変調波の取るべき位相点は唯一箇所であるため、位相比較器は、最大  $\pm \pi$  ラジアンまでの位相差を曖昧さ無しに検出することができる。一方、1 シンボル毎に搬送波の位相が  $\pi$  だけ変化する変調波は、取るべき位相点が 2 箇所存在するため、位相比較器は最大  $\pm \pi / 2$  ラジアンまでしか、曖昧さ無しに位相差を検出

することはできない。このように、無変調波を用いると、位相ずれの検出可能範囲が最も広くなり、引き込み可能周波数範囲も最も広く取ることが可能となる。

【0058】図 14 は、通信フレームのタイミング抽出フィールド 704 を処理するタイミング抽出回路 106 の 1 実施例を示す。AGC 回路 104 によって、所定の振幅になるように増幅されたタイミング抽出フィールド 704 の信号は、信号線 860 から 3 つの積分器 861、873、863 に入力される。各積分器は、VCO 868 からほぼシンボル周波数で供給されるタイミング信号によって、積分値が「0」にリセットされ、1 シンボル時間毎に積分結果を出力する。第 1 の積分器 861 は、第 2 の積分器 873 よりも  $\pi / 2$  位相だけ早くリセットされ、第 3 の積分器 863 は、第 2 の積分器 873 よりも  $\pi / 2$  位相だけ遅れてリセットされる。これら 3 つの積分器の出力は、それぞれ絶対値計算回路 871、873、872 によって絶対値に変換された後、位相比較器 865 において位相比較される。

【0059】図 15 の (A) において、901、900、902 は、それぞれ絶対値計算回路 871、873、872 の出力を示し、(B) は上記位相比較器 865 の出力を示す。位相比較器の出力 903 は、絶対値計算回路 871 の出力 901 から絶対値計算回路 872 の出力 902 を引いたものである。比較器出力 903 は、タイミング位相差が  $\pm \pi / 2$  以内であれば線形となるが、位相差が  $-\pi \sim -\pi / 2$ 、及び、 $\pi / 2 \sim \pi$  の場合は、タイミング位相差が大きくなるほど出力が小さくなり、特に、タイミング位相差が  $\pm \pi$  の場合には位相比較器出力が 0 となる。そのため、PLL を用いてタイミング抽出を行う場合、初期条件でタイミング位相差が  $\pm \pi$  に近ければ、位相比較器出力のフィードバック量が小さく、応答時間が長くなってしまうため、長いタイミング抽出フィールドが必要となる。

【0060】そこで、絶対値計算回路 871 の出力 901 と絶対値計算回路 872 の出力 902 の和 904 が、常に  $A / 2$  となることに注目する。すなわち、絶対値計算回路 874 の出力 900 が、該絶対値計算回路 871 の出力 901 と絶対値計算回路 872 の出力 902 の和 904 よりも大きい場合は、位相比較器出力 903 の値を用い、小さい場合には、位相比較器出力 903 のタイミング位相差の絶対値が  $\pi / 2$  よりも大きい部分を折り返すことによって得られる補正された位相比較器出力 905 の値を用いるようにすれば、 $-\pi \sim \pi$  の全ての範囲で線形な位相比較器出力を得ることが可能となり、短いタイミング抽出フィールドでシンボルタイミングの抽出が可能となる。

【0061】図 14 のタイミング抽出回路では、以上のようにして得られた位相比較器 865 の出力を定数乗算器 866 で定数 (K) 倍した後、VCO 868 に戻すことによって PLL のループを構成している。このように

して抽出されたタイミング信号は、信号線 869 からシンボルタイミング信号として出力される。

【0062】図 16 は、本発明で適用される通信フレームの他の実施例を示す。この例では、1つの通信フレーム中に、3つのプリアンプル領域 950、952、954 が存在し、各プリアンプル領域の後に情報転送領域 951、953、955 が続いている。この場合も、搬送周波数のホッピングは、フレーム周期よりも長い周期で行われる。一般に、無線伝送路の状態は時間と共に変化しており、例えば、文献アイ・シー・シー'91、1. 1、「スタティスティクス オブ ショート タイム バリエーションズ オブ インドア レイディオ プロパゲーション」

(「Statistics of Short Time Variations of Indoor Radio Propagation」[CC'91、1. 1])によると、室内伝送路における変化の周期は、せいぜい数 10 ミリ秒程度であるといわれている。従って、情報転送領域 951、953、955 の長さを数ミリ秒以下とし、プリアンプル領域で、AGC、搬送波再生、タイミング抽出を定期的に行えば、長い通信フレームでも安定して受信することが可能となる。

#### 【0063】

【発明の効果】以上の説明から明らかなように、本発明によれば、例えば、多値直交振幅変調方式を用いた低速周波数ホッピング通信システムにおいて、AGC を 1 シンボル時間程度で収束させることが可能であり、フレーム効率の低下を最小限に抑えることができる。また、本発明によれば、通信装置の受信部で、例えば、受信信号電力、受信搬送波の周波数、受信搬送波の位相あるいは受信シンボルタイミング等を定期的、且つ、高速に推定できるため、通信フレームが長い場合でも、フレーム誤り率を小さくすることができる。また、無変調部分を用いて受信信号電力の推定を行う場合、通信装置にデジタル処理が容易な安価な AGC を搭載することが可能となる。

#### 【図面の簡単な説明】

【図 1】本発明による低速周波数ホッピング方式通信システムを構成する通信装置の一実施例を示すブロック図。

【図 2】上記通信システムで使用される通信フレーム構造の一実施例を示す図。

【図 3】通信フレームのプリアンプルの信号波形の一例を示す図。

【図 4】受信電力推定方法の一実施例を説明するための図。

【図 5】受信電力推定方法の他の実施例を示す図。

【図 6】受信電力推定回路 801 の一実施例を示す図。

【図 7】受信電力推定回路 801 の他の実施例を示す図。

【図 8】受信電力推定方法の更に他の実施例を説明するための図。

【図 9】受信電力推定回路 801 の更に他の実施例を示す図。

【図 10】AGC 回路の一実施例を示す図。

【図 11】シンセサイザ 111 の一実施例を示す図。

【図 12】プリアンプル構造における無変調波部分の位相点を I、Q 平面上に表した図。

【図 13】プリアンプル構造における 1 シンボル毎に搬送波位相が  $\pi$  だけ変化する変調波の位相点を I、Q 平面上に表した図。

【図 14】タイミング抽出回路 106 の一実施例を示す図。

【図 15】タイミング抽出回路 106 における絶対値計算回路の出力と位相比較器の出力との関係を説明するための波形図。

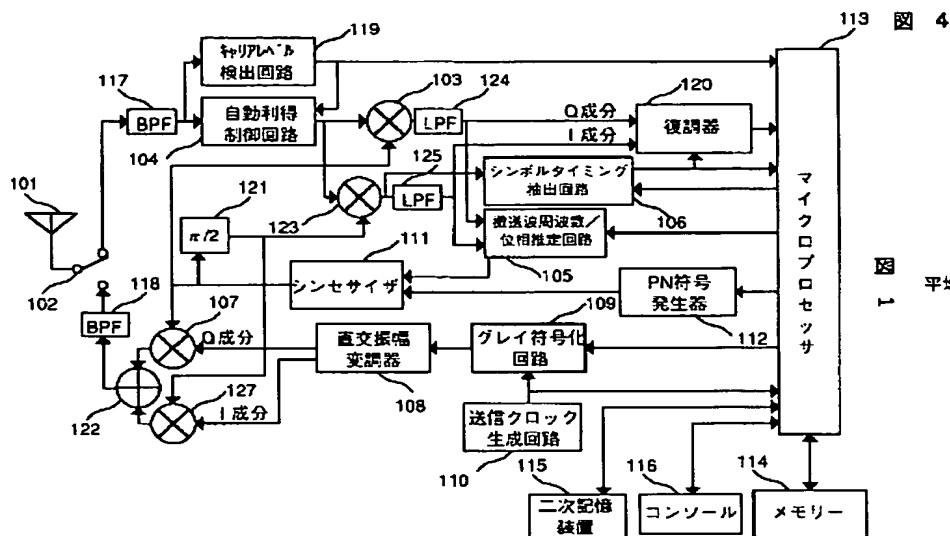
【図 16】本発明に適用される通信フレーム構造の他の実施例を示す図。

#### 【符号の説明】

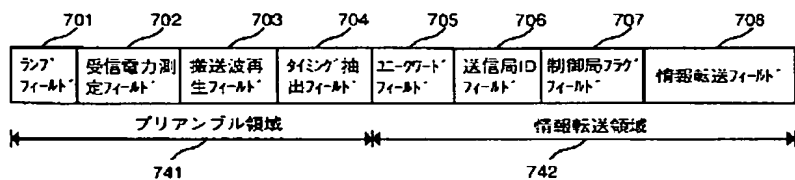
101：送受信空中線、102：送受信切り換えスイッチ

103、107、123、127、831、832：周波数混合器、104：自動利得制御回路、105：搬送波周波数/位相推定回路、106：シンボルタイミング抽出回路、108：直交振幅変調器、109：グレイ符号化回路、110：送信クロック生成回路、111：シンセサイザ、112：PN 符号発生器、113：マイクロプロセッサ、114：メモリー、115：二次記憶装置、116：コンソール、117、118：バンドパスフィルター、119：キャリアレベル検出回路、120：復調器、121、836、862： $\pi/2$  位相器、122、756、838：加算器、124、125：ローパスフィルタ、701：ランプフィールド、702：受信電力測定フィールド、703：搬送波再生フィールド、704：タイミング抽出フィールド、705：ユニークワードフィールド、706：送信局 ID フィールド、707：制御局フラグフィールド、708：情報転送フィールド、741：プリアンプル領域、742：情報転送領域、721：無変調波、722：積分区間、723：全波整流波、724：平均振幅、725：二乗波、726：平均電力、730：全波整流器、

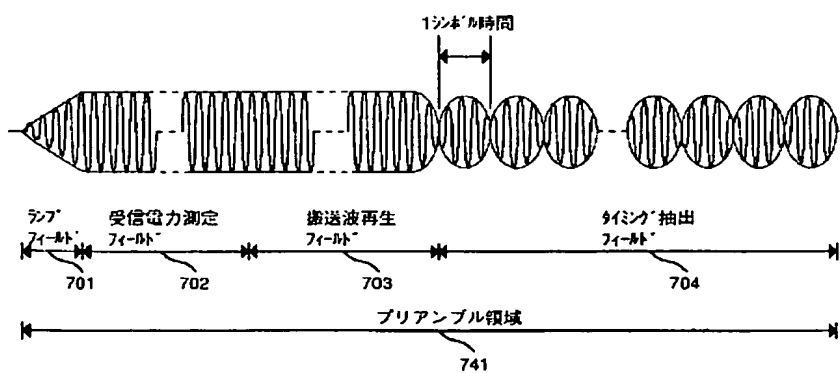
【图 1】



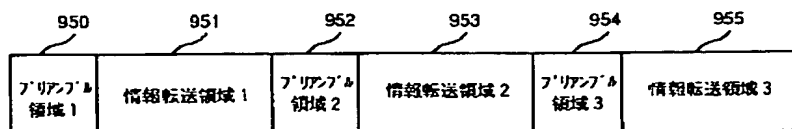
【図 2】



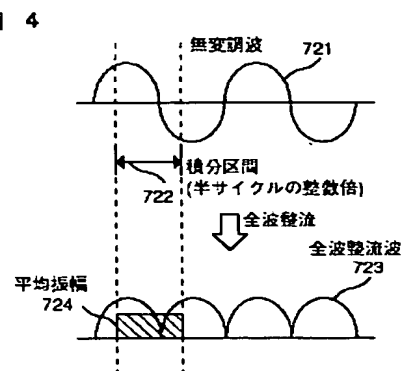
【図 3】



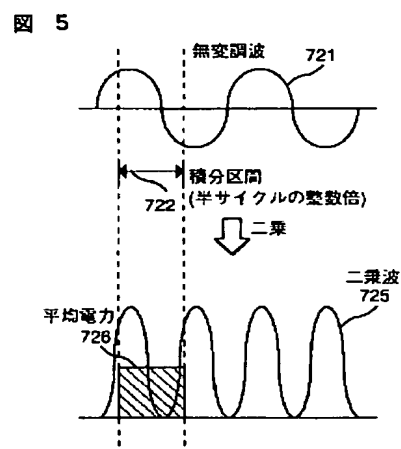
【图 16】



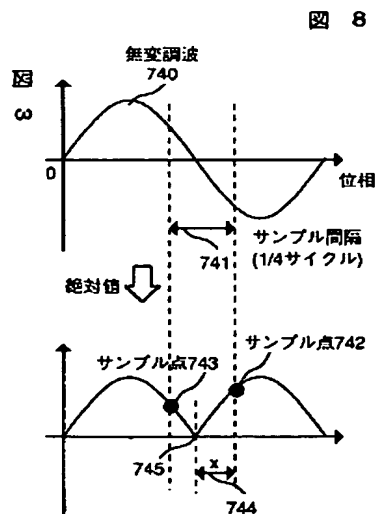
【図 4】



【図 5】



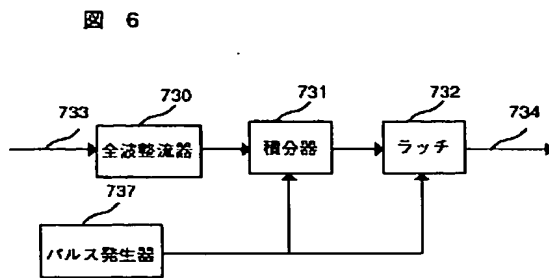
【图 8】



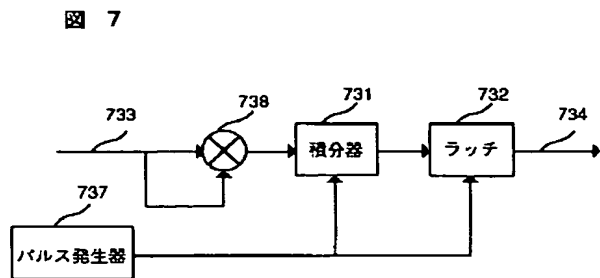
8

198

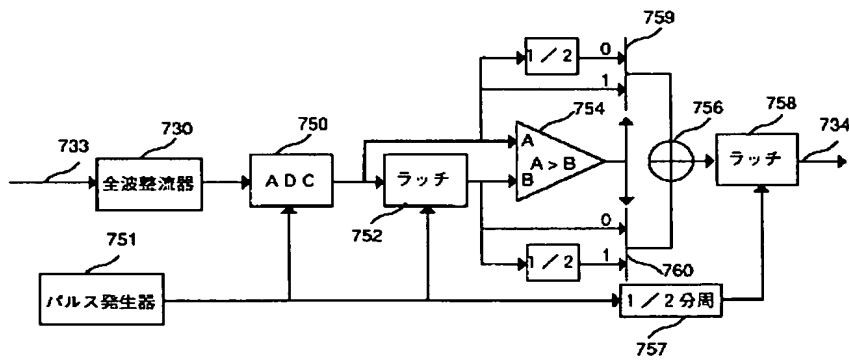
【図 6】



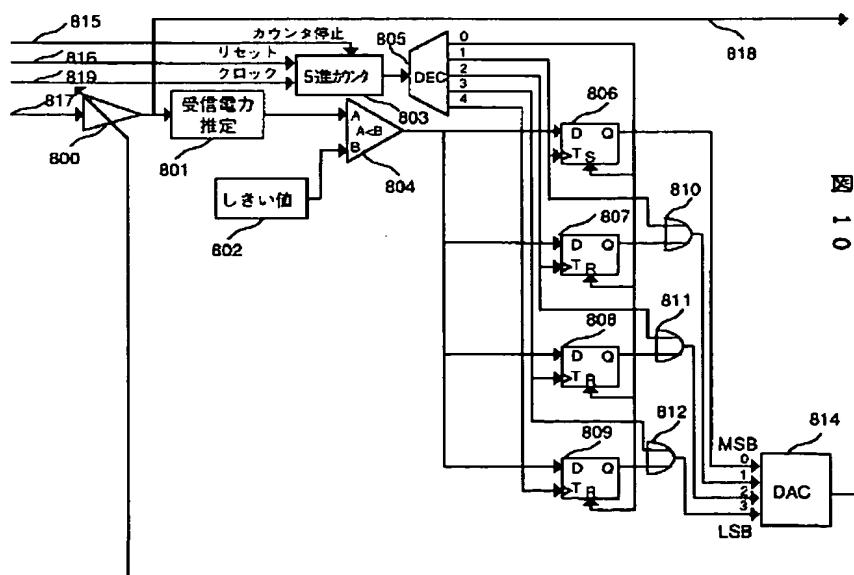
【図 7】



【図 9】

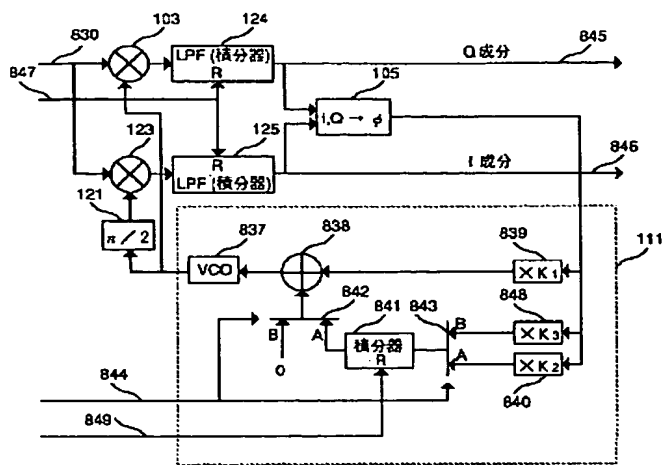


【図 10】



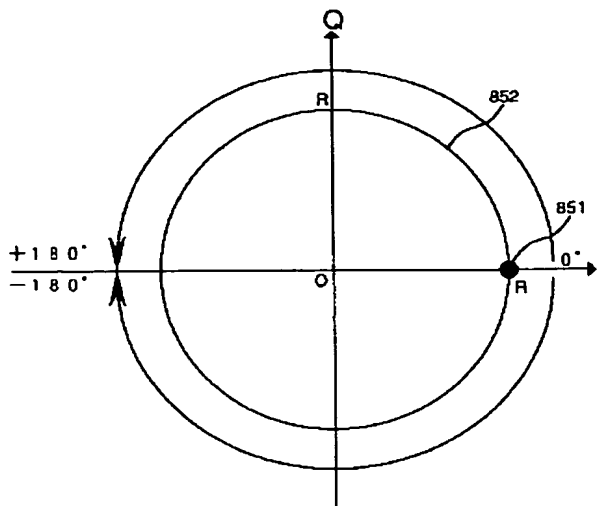
【図 1 1】

図 1 1



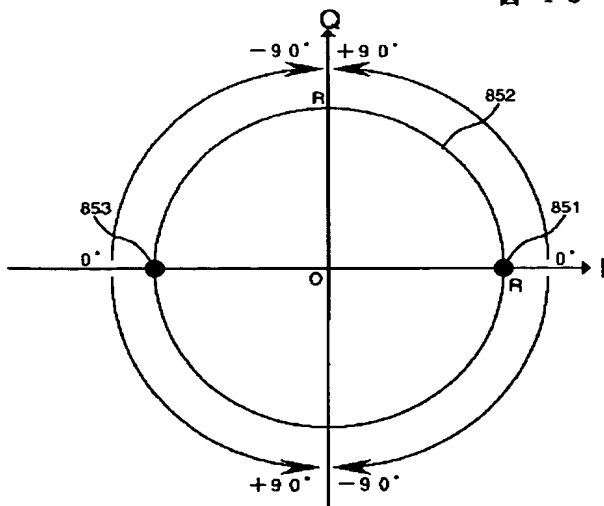
【図 1 2】

図 1 2



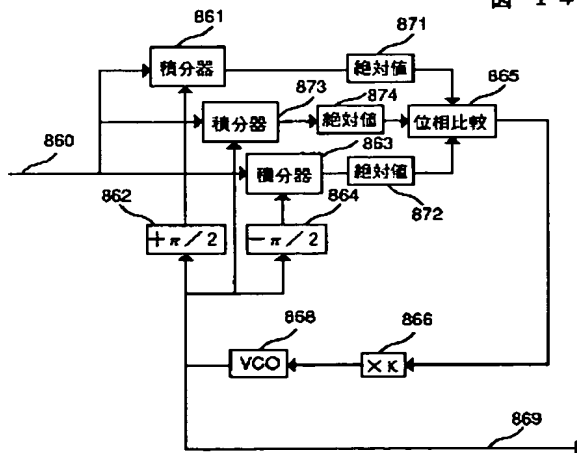
【図 1 3】

図 1 3



【図 1 4】

図 1 4



【図 1 5】

